

Sur les oscillateurs RC.

Introduction.

En ce qui concerne les oscillateurs RC – qui ne contiennent donc que des résistances et des condensateurs – on distingue généralement les oscillateurs à pont de Wien, les oscillateurs à boucle de déphasage et les oscillateurs à double T ponté (Twin-T en Anglais). On va décrire ci-dessous, chacun de ces 3 types d'oscillateurs. Ces montages sont fort simples et on peut les réaliser en quelques heures seulement. Ils ne demandent que quelques composants faciles à trouver dans le commerce. On peut réaliser ces oscillateurs avec la méthode dite « Manhattan », c'est à dire sur un support de type feuille en cuivre qui sert de plan de masse.

Au passage, on remarquera que la littérature est remplie d'articles en tout genre sur les oscillateurs. On trouve donc, en particulier sur le web, de nombreux schémas de montages à construire soi-même, des vidéos didactiques, des développements théoriques, des travaux pratiques pour les laboratoires, des exercices corrigés qui s'adressent aux ingénieurs des grandes écoles, etc... On n'a vraiment que l'embarras du choix.

Pour l'alimentation de ces oscillateurs, on peut se contenter de piles de 9 Volts. C'est tout à fait suffisant. Certains oscillateurs demandent une alimentation simple, donc + 9 Volts. D'autres demandent une alimentation symétrique, de + 9 Volts et - 9 Volts. Ce genre d'alimentation symétrique est facile à réaliser : il suffit de coupler 2 piles de 9 Volts de manière à obtenir + 9 Volts d'un côté et - 9 Volts de l'autre. Pas plus difficile que cela.

Pour analyser le signal qui est généré par ces oscillateurs, il faut un oscilloscope. En fait, un oscilloscope tout à fait élémentaire peut convenir, puisque la gamme de fréquence ne dépasse pas quelques kHz. Et il n'y a pas de précautions particulières à prendre puisque l'on va examiner des signaux de quelques volts seulement. Si l'on ne dispose pas d'un oscilloscope, même élémentaire, on essaye de relier la sortie du générateur sur un petit haut-parleur. On peut donc ainsi « entendre le signal », si la fréquence reste bien entendue calée dans le spectre audible.

Enfin, dans les considérations ci-dessous, on aborde la notion de fonction de transfert. C'est en quelque sorte l'expression du signal de sortie en fonction du signal d'entrée. On a repris le calcul de ces fonctions de transfert dans les 3 cas examinés. Attention : nombres complexes mais facile quand même.

On va donc examiner successivement :

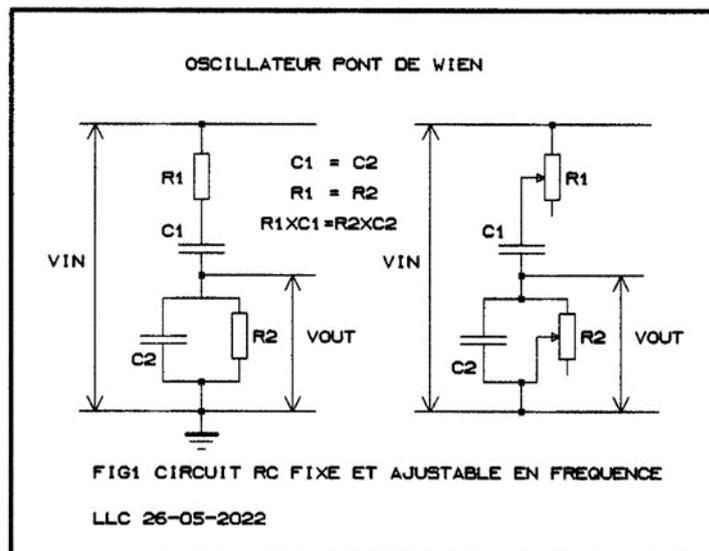
- Les oscillateurs avec pont de Wien
- Les oscillateurs avec boucle de déphasage
- Les oscillateurs à double T ponté.

Mais avant de commencer. L'auteur de ce petit texte doit bien avouer ... qu'il n'a aucune formation académique en électronique, et que ses maigres connaissances résultent de bidouillages hasardeux et parfois téméraires, surtout lorsqu'il s'agit de montages à haute tension avec des tubes électroniques. Immanquablement, le lecteur qualifié trouvera des faiblesses ainsi que des erreurs dans le texte ci-dessous. L'auteur ne peut que solliciter d'avance la bienveillance des experts en la matière !

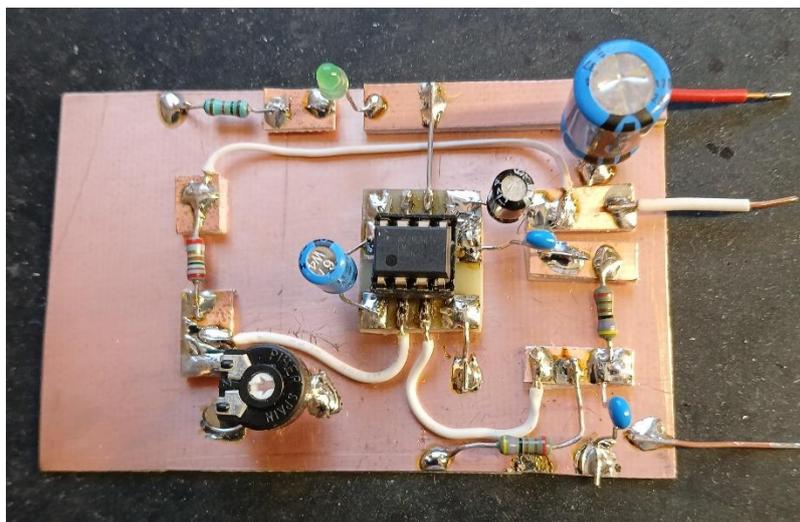
1- Les oscillateurs avec pont de Wien.

Description du pont de Wien.

Le Principe du pont de Wien est illustré dans la Fig. 01 ci-dessous. Le pont de Wien est en fait un pont diviseur de tension qui est constitué d'un circuit RC en sérié (R1 et C1) mis en série avec un circuit RC (R2 et C2) en parallèle. On prend le signal au point central et on l'injecte sur la broche non déphaseuse d'un petit amplificateur opérationnel. On obtient en sortie un signal de forme sinusoïdale ou carrée qui a la fréquence de résonance du pont de Wien. Cette fréquence de résonance peut être ajustée dans une gamme fort étendue en jouant sur les valeurs des composants R1, R2, C1 et C2. Dans certains cas, on peut atteindre des fréquences de l'ordre de 100 kHz.

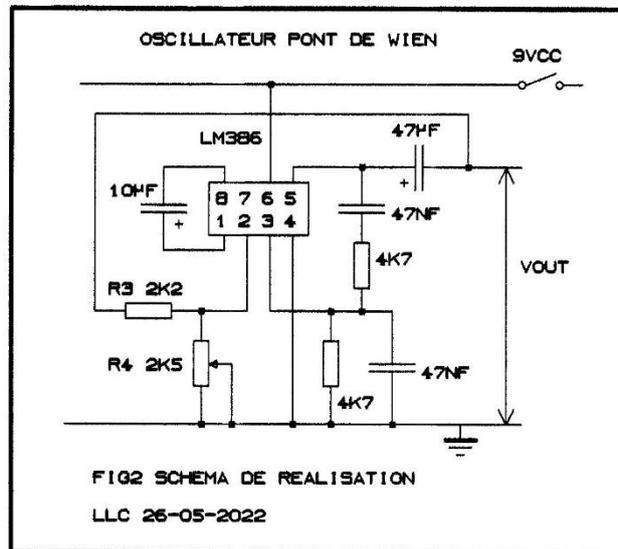


Généralement, pour raison de facilité, on prend $R1 = R2$ et $C1 = C2$, mais ce n'est pas une obligation. N'importe quelle combinaison de R1, R2, C1 et C2 doit pouvoir convenir, à condition de respecter la relation $R1 \times C1 = R2 \times C2$. Dans le cas qui nous intéresse, on a pris $R1 = R2 = 4.700$ Ohms (mesurés 4.700 Ohms) et $C1 = C2 = 47.000$ pF (mesurés 45.500 pF). La fréquence de résonance du pont se calcule par la formule $f = 1/2\pi RC$. Dans notre cas, la fréquence attendue est de 744 Hz.



Réalisation de l'oscillateur.

La réalisation de l'oscillateur est d'une simplicité déconcertante et ne fait appel qu'à quelques composants disponible chez tous les revendeurs de composants électroniques. Le schéma est donné à la Fig. 02. On a utilisé un amplificateur opérationnel LM386N-3, mais d'autres comme par exemple un LM358 ou encore un TL081 pourraient convenir. Le condensateur de 10 μF entre les broches 1 et amène le LM386N-3 en gain maximum de 200. On a gardé le condensateur de liaison de 10 μF en sortie (plus prudent). On a supprimé le réseau de Boucherot qui n'est intéressant (mais pas probablement pas indispensable) que si l'on veut brancher un petit haut-parleur sur la sortie de l'oscillateur.



Pour que l'oscillateur fonctionne, il faut que les 2 critères de Barkhausen soient satisfaits :

1) Il faut que le gain de l'amplificateur opérationnel compense exactement la perte de signal dans le pont, sinon l'oscillateur ne démarre pas du tout. Ce qui s'écrit $\beta \cdot H = 1$, avec β le gain de l'ampli et H la fonction de transfert du pont. On montre facilement que la fonction de transfert du pont est 1/3 (voir annexe). On en déduit que le gain de l'amplificateur opérationnel doit donc être de 3 minimum. Comme le gain se calcule par la formule $G = 1 + R3/R4$, on voit tout de suite que R4 doit être un peu inférieur à la moitié de R3. On a assez arbitrairement choisi R3 = 2200 Ohms. Et on a mis un potentiomètre ajustable de 2500 Ohms à la place de R4, pour pouvoir ajuster le gain de l'amplificateur opérationnel à 3 minimum.

2) Il faut aussi que le déphasage dans la boucle complète de retour, donc dans l'ampli opérationnel lui-même et dans la partie haute du pont de Wien soit nul ou un multiple de 360 degrés. Ce qui se met sous la forme $\delta\phi = 0$ ou un multiple de 360 degrés. La fonction de transfert montre qu'il n'y a pas de déphasage dans la partie haute du pont. Et comme il n'y a pas de déphasage dans le LM386 puisqu'on entre par la borne non déphaseuse, le deuxième critère est satisfait.

On notera qu'il existe de nombreuses variantes de ce schéma de base, en particulier pour améliorer la stabilité de l'amplitude du signal. On trouve des stabilisations avec diodes, des stabilisations avec des petites ampoules (3 à 12 Volts 10 à 60 mA) à la place de R4, des stabilisations par thermistance et encore des stabilisations avec des transistors FET. Ceci fera peut-être l'objet d'une autre réalisation.

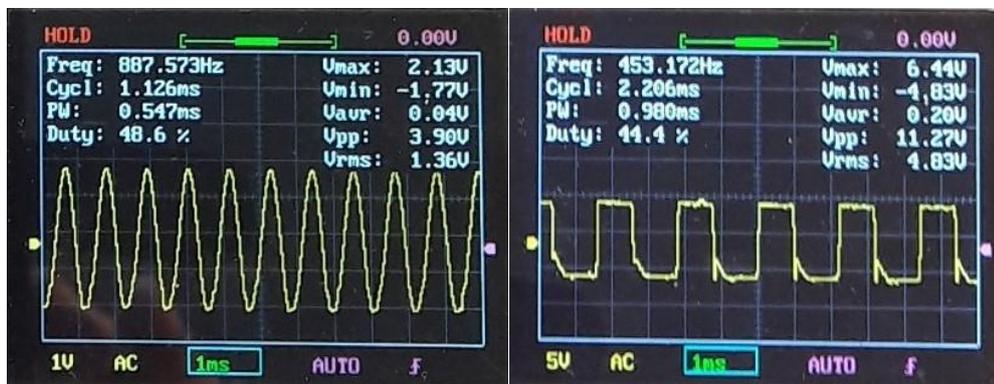
Résultats de quelques observations.

Les résultats de quelques observations et des photos du montage sont repris ci-dessous.

R3 (Ohms)	R4 (Ohms)	Gain	Signal	Fréquence	VRMS
2200	1050	3,09	rien		
2200	1000	3,20	sinusoïdal	900	0,4
2200	850	3,59	sinusoïdal	875	1,3
2200	250	9,8	carré	520	3,2
2200	<10	???	carré	220	4,8

- On constate que l'oscillateur commence à fonctionner pour un gain de 3,20. Le signal est de forme sinusoïdale et assez stable en fréquence et en amplitude.
- Lorsque le gain dépasse 3,59, le signal commence à se déformer pour devenir un signal carré. Le niveau de sortie augmente jusqu'à atteindre 4.8 VRMS.
- La fréquence diminue lorsque le gain augmente. La valeur attendue est de 744 Hz. La valeur mesurée est 900 Hz pour le gain mini et tombe à 220 pour le gain maxi.

Gain 3,3. Régime sinusoïdal. F=887 Hz. Gain 10,5. Onde carrée. F=453 Hz.



Conclusions.

Voici une petite réalisation facile à faire, qui permet de se familiariser avec les oscillateurs à pont de Wien. Pour les débutants qui n'ont pas d'oscilloscope à disposition, ils peuvent raccorder la sortie à un petit haut-parleur et ainsi écouter (à défaut de visualiser) le signal.

Annexe : calcul de la fonction de transfert de l'oscillateur avec Pont de Wien.

Comme on l'a vu plus haut, le pont de Wien est en fait un pont diviseur de tension qui est constitué d'un circuit RC en série (R1 et C1) et d'un circuit RC en parallèle (R2 et C2). On amène le signal Vin dans la partie supérieure du pont. On reprend le signal Vout entre les deux circuits. Le circuit inférieur est relié à la masse. Dans la littérature, on utilise parfois les mots suivants : impédance de résistance (Zr), impédance de condensateur (Zc) et impédance de self (Zs). En fait, il est plus correct d'employer les désignations suivantes : résistance (R), réactance capacitive (Xc) et réactance inductive (Xs). On a donc utilisé R et Xc dans le développement ci-dessous. Attention ici on est en nombres complexes (j). Mais cela ne doit pas nous arrêter !

Pour la partie supérieure du pont on a :

$$Z_s = R + X_c = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + j\omega CR}{j\omega C}$$

Pour la partie inférieure du pont :

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{X_c} = \frac{R + X_c}{RX_c}$$

$$\therefore Z_p = \frac{RX_c}{R + X_c} = \frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

La fonction de transfert du pont est :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = H = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s}$$

$$H = \frac{\frac{R}{1 + j\omega CR}}{\frac{R}{1 + j\omega CR} + \frac{1 + j\omega CR}{j\omega C}} = \frac{\frac{R}{1 + j\omega CR}}{\frac{j\omega CR}{j\omega C (1 + j\omega CR)} + \frac{(1 + j\omega CR)(1 + j\omega CR)}{j\omega C (1 + j\omega CR)}}$$

$$H = \frac{\frac{R}{1 + j\omega CR}}{\frac{j\omega CR + (1 + j\omega CR)^2}{j\omega C (1 + j\omega CR)}} = \frac{j\omega CR}{j\omega CR + (1 + j\omega CR)^2}$$

$$H = \frac{j\omega CR}{j\omega CR + 1 + 2j\omega CR - \omega^2 C^2 R^2} = \frac{j\omega CR}{1 + 3j\omega CR - \omega^2 C^2 R^2}$$

A la fréquence de résonance on a $\omega = 2\pi f = \frac{1}{RC}$

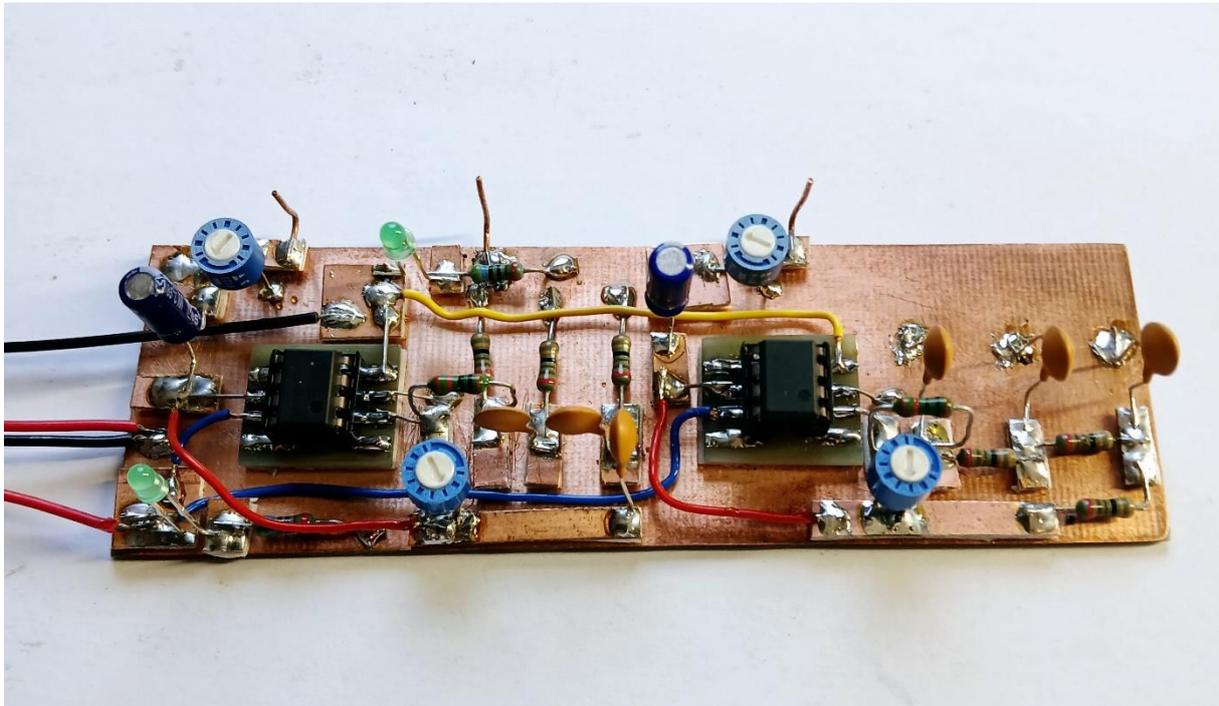
$$\therefore H = \frac{j}{1 + 3j - 1} = 1/3$$

On voit que la fonction de transfert est un nombre rationnel, pas un nombre complexe : pas de j au numérateur et pas de j au dénominateur! Ce qui veut dire qu'à la fréquence de résonance, le pont de Wien réduit le signal d'entrée à 1/3 de sa valeur et cela, sans déphasage. Il s'ensuit que le gain de l'amplificateur opérationnel doit être de 3 minimum pour que l'oscillateur démarre. On confirme aussi qu'il n'y a pas de déphasage dans la partie extérieure de la boucle de retour. Il faut donc bien entrer dans le LM386 par la porte non déphaseuse.

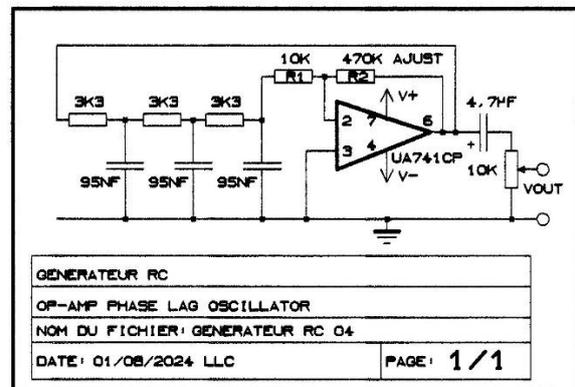
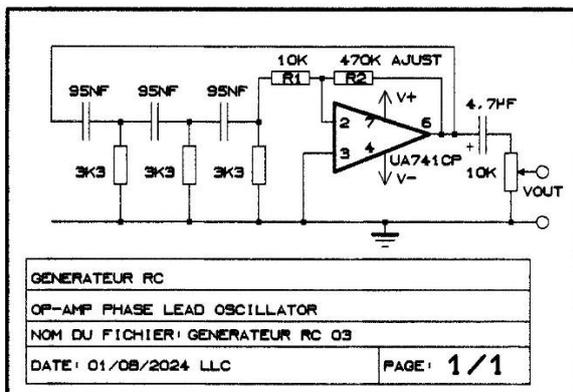
2- Oscillateurs à boucle de déphasage Phase Lead et Phase Lag.

Introduction.

Dans ce petit texte, on décrit un oscillateur à boucle de déphasage de type Phase Lead et sa variante appelée Phase Lag. Ces montages sont fort simples et on peut les réaliser en quelques heures. Ils ne demandent que quelques composants faciles à trouver dans le commerce. En fait, sur le web on trouve une multitude d'articles et de travaux dirigés sur ces oscillateurs Phase Lead et Phase Lag, ainsi que de nombreuses vidéos didactiques qui peuvent aider à construire. On a donc vraiment que l'embarras du choix.



Schémas de réalisation.



Les schémas sont donnés ci-dessus. On a réalisé les montages avec la méthode Manhattan. C'est plus facile pour disposer les composants et corriger les éventuelles erreurs de montage. On a construit les deux variantes « côte à côte » sur le même support, ce qui permet de les comparer plus facilement. Pour les boucles de déphasage, on a choisi assez arbitrairement des résistances de 3300 Ohms et des condensateurs de 95000 pF (mesurés).

Pour l'amplificateur on a utilisé un amplificateur opérationnel UA741CP. On ajuste le gain de l'amplificateur opérationnel à l'aide d'un potentiomètre ajustable de 470 kOhms. Pour la résistance R1, on a choisi une valeur de 10 kOhms. Sur le web, on trouve des valeurs de R1 comprises entre 60 Ohms et 33 kOhms. Et curieusement, on peut aussi se passer de R1. Cela fonctionne aussi.

L'alimentation est de type symétrique +/-6 VCC ou +/-9 VCC ou encore +/- 12 VCC. On peut aussi utiliser deux piles de 9 volts et les combiner de manière à obtenir +9 VCC et -9VCC. Dans les deux montages, on a ajouté un potentiomètre diviseur de tension de 10 kOhms linéaire en sortie de l'ampli opérationnel, ce qui permet de régler le niveau de sortie avec précision, en particulier si l'on fait usage d'un oscilloscope. L'amplificateur opérationnel n'est donc plus parfait puisqu'il est « un peu chargé ».

Démarrage de l'oscillateur.

Normalement, l'oscillateur démarre « tout seul », à cause du bruit thermique dès que le gain de l'ampli opérationnel est au moins égal à 29. En effet, la boucle de déphasage a un gain de 1/29, et il faut bien que l'ampli opérationnel compense cette perte. On procède comme suit. On amène le potentiomètre ajustable R2 à zéro et on augmente progressivement le gain jusqu'à ce que l'oscillateur démarre. Comme le gain de l'amplificateur se calcule par

$$\beta = \frac{R2}{R1} = \frac{R2}{10000}$$

Il faut donc que R2 soit au moins égal à 290 kOhms. En pratique, les deux oscillateurs démarrent avec R2 = 330 kOhms. On obtient alors une belle sinusoïde, qui est stable et de surcroît reproductible. Lorsque l'on augmente le gain, le signal se déforme jusqu'à devenir une onde carrée, la fréquence diminue et le niveau de sortie plafonne à une valeur Peak to Peak approximativement 80% de la valeur Rail-to-Rail.

Le branchement de l'Op Amp.

Chaque cellule RC opère un déphasage de 60 degrés et le déphasage des 3 cellules est donc de 180 degrés. Pour obtenir un déphasage de 360 degrés, il faut entrer dans l'ampli opérationnel par la broche inverseuse. On a alors un déphasage total de 180 + 180 = 360 degrés. Le deuxième critère de Barkhausen est ainsi satisfait. Il ne reste plus qu'à osciller! Les déphasages successifs sont illustrés dans le tableau plus loin dans le texte.

Fréquence d'oscillation.

Pour l'oscillateur Phase Lead, la fréquence théorique est

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{6} * 3300 * 95000 \cdot 10^{exp-12}} = 207 \text{ Hz}$$

En pratique, la fréquence que l'on mesure est comprise entre 200 et 215 Hz. L'accord entre théorie et mesure est donc correct.

Pour l'oscillateur Phase Lag, la fréquence théorique est plus élevée d'un facteur 6

$$f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi * 3300 * 95000 \cdot 10^{exp-12}} = 1242 \text{ Hz}$$

On a mesuré une valeur un peu plus élevée, entre 1342 et 1374 Hz. Pas d'explication, mais cette observation est souvent rapportée dans la littérature.

Angle de déphasage de la boucle.

On calcule l'angle de déphasage d'une cellule RC avec la formule suivante, où Xc est la réactance capacitive du condensateur à la fréquence considérée et R la résistance :

$$\alpha = \text{arc tang} \frac{Xc}{R} \text{ avec } Xc = \frac{1}{2\pi fC}$$

Pour l'oscillateur Phase Lead on trouve, pour la fréquence théorique $f = 207 \text{ Hz}$,

$$\alpha = \text{arc tang} \frac{10 \times 10^{12}}{2\pi * 207 * 95000 * 3300} = 67,8 \text{ degrés.}$$

Pour la boucle totale constituée des 3 cellules RC, l'angle de déphasage serait donc de $3 * 67,8 = 203,4$ degrés. Cette valeur est élevée. Attention, cette formule ne semble pas convenir pour l'oscillateur Phase Lag. Pas d'explication à ce jour.

Dans le tableau ci-dessous, on a repris les valeurs des angles de déphasage pour 1, 2 et 3 cellules que l'on a mesurés à l'oscilloscope. Les valeurs semblent correctes. En théorie, on devrait avoir un déphasage de 60 degrés par cellule de déphasage.

Nombre de cellules	Phase Lead. Angle en degrés.	Phase Lag. Angle en degrés.
Cellule N° 1	-54.2	+56.3
Cellules N° 1 + 2	-107.7	+112.9
Cellules N° 1 + 2 +3	-180.0	+175.3

Quelques observations au spectroscope sont montrées en annexe 1. En particulier, les angles de déphasage des cellules et l'analyse spectrale phase Lead et Phase Lag.

Phase Lead ou Phase Lag ?

Le schéma de gauche est celui de l'oscillateur de type Phase Lead. Les 3 résistances sont à la masse comme dans un filtre passe haut. Dans ce cas, le signal de sortie de la boucle de déphasage **est en avance** sur le signal d'entrée de la boucle de déphasage. Sur l'oscilloscope, le signal de sortie (en vert) est à gauche du signal d'entrée (en rouge). Il est en avance.

Et le schéma de droite est celui de l'oscillateur Phase Lag. Les 3 condensateurs sont à la masse comme dans un filtre passe bas. Ici, le signal de sortie de la boucle de déphasage est **en retard** sur le signal d'entrée de la boucle de déphasage. Sur l'oscilloscope, le signal de sortie (en vert) est à droite du signal d'entrée (en rouge). Il est en retard.

Quelques commentaires en guise de conclusion.

Voilà un petit montage facile à réaliser, amusant et didactique tout à la fois. Il nous a permis de faire les observations suivantes :

- Les fréquences mesurées à l'oscilloscope correspondent bien aux valeurs calculées.
- Les boucles de déphasage opèrent bien un déphasage de 180 degrés comme attendu.
- Lorsque l'on pousse le gain de l'amplificateur, le signal perd progressivement sa forme de belle sinusoïde pour devenir un signal carré, de valeur V Peak to Peak environ 80% de la valeur V Rail to Rail.
- On peut se passer de la résistance R1. Dans ce cas, il faut régler R2 sur approximativement 50 kOhms pour que les oscillateurs démarrent. Ceci conduit à l'idée qu'il doit y avoir dans le circuit une sorte de résistance R1 « fantôme » de 1.65 kOhms.

Annexe 1. Quelques données du spectroscopie pour les oscillateurs Phase Lead et Phase Lag.

Figure 01. Phase Lead. Le déphasage de la première cellule est de 54,2 degrés.

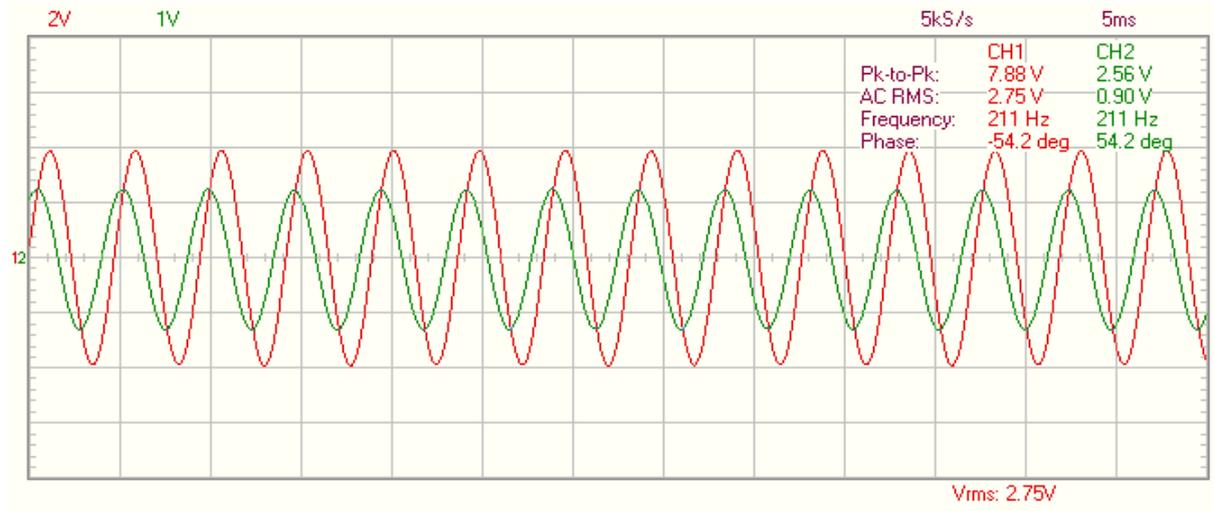


Figure 02. Phase Lead. Le déphasage des 2 premières cellules est de 107,7 degrés.

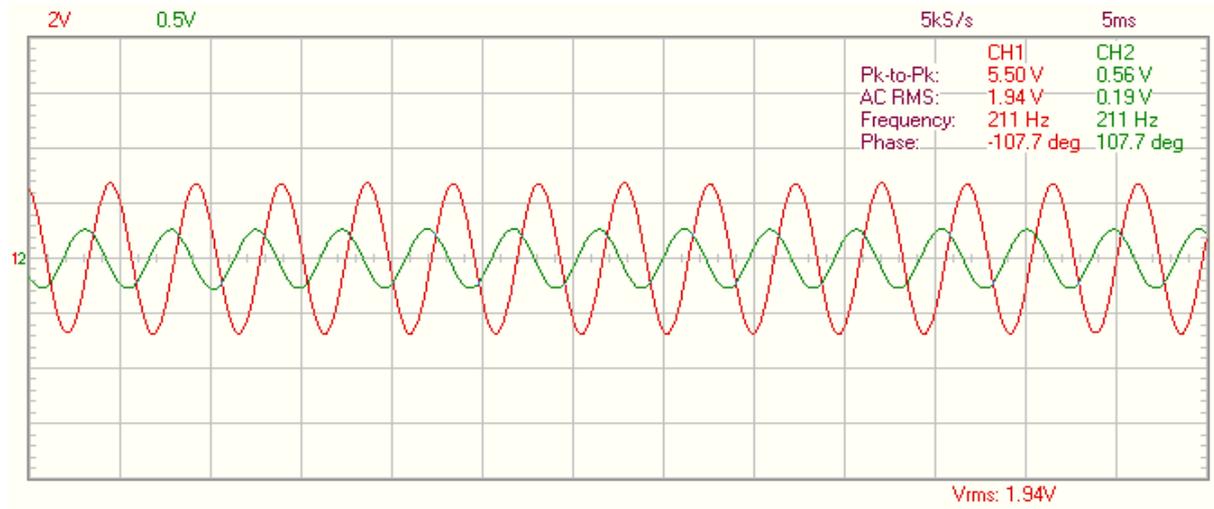


Figure 3. Phase Lead. Le déphasage des 3 cellules est de 180 degrés comme attendu!

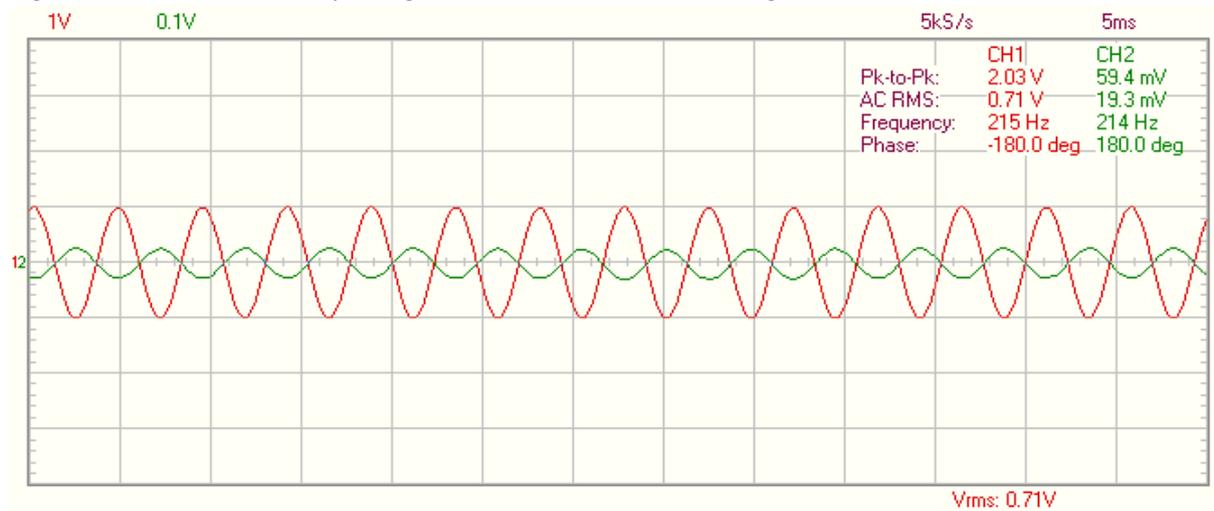


Figure 04. Le déphasage dans l'amplificateur opérationnel est bien 180 degrés comme attendu!

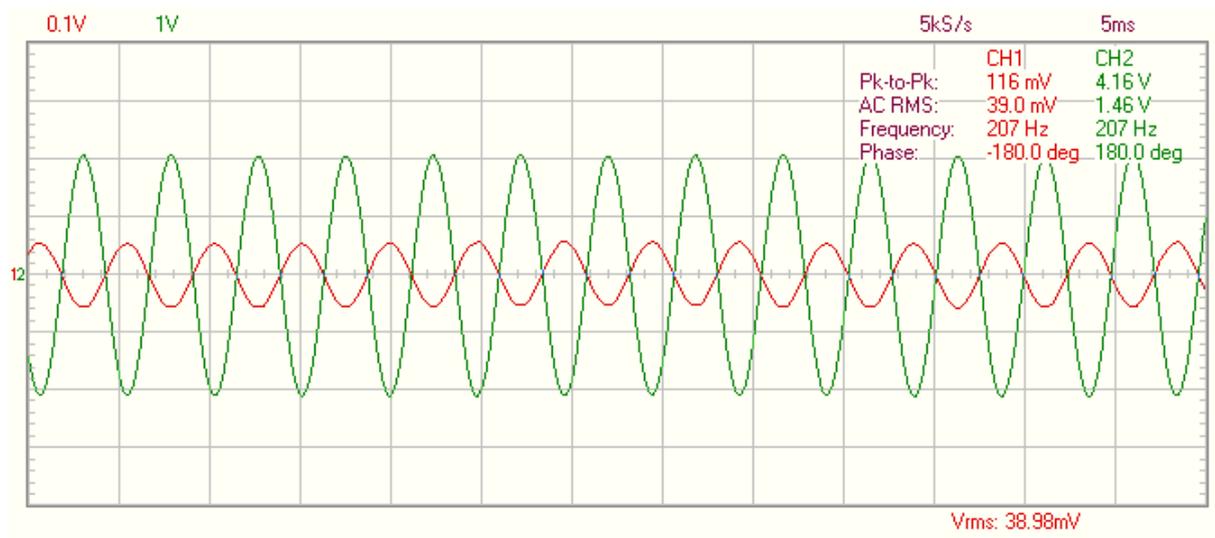


Figure 05. Phase Lead. Analyse spectrale du signal. On voit un pic à la fréquence de 206 Hz.



Figure 06. Superposition des spectres Phase Lead et Phase Lag. On voit le facteur 6 de différence.

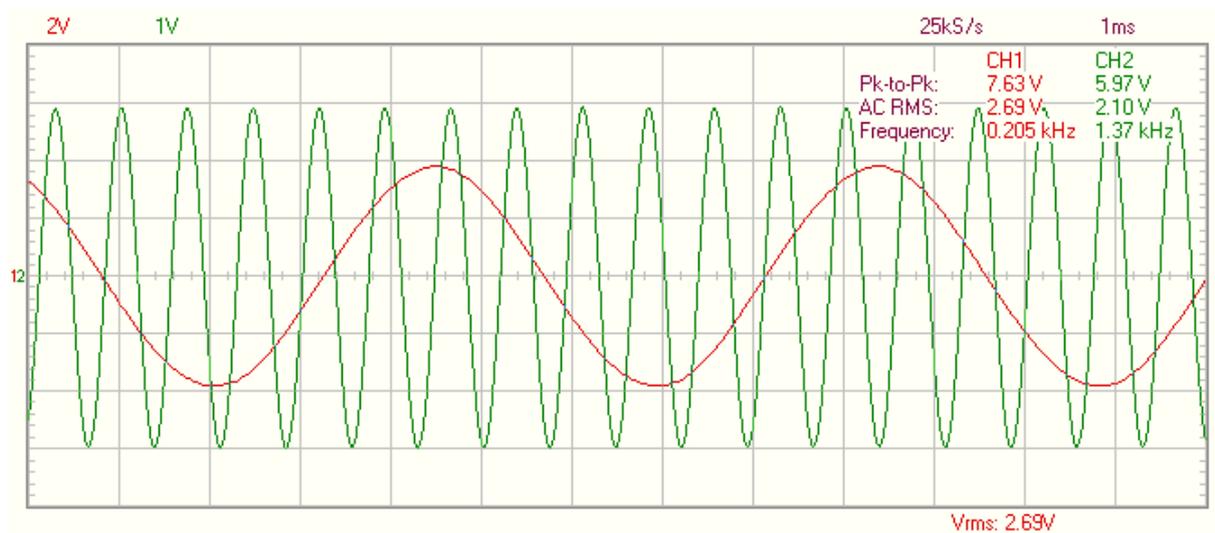


Figure 07. Phase lag. Le déphasage des 2 premières cellules est de 112.9 degrés.

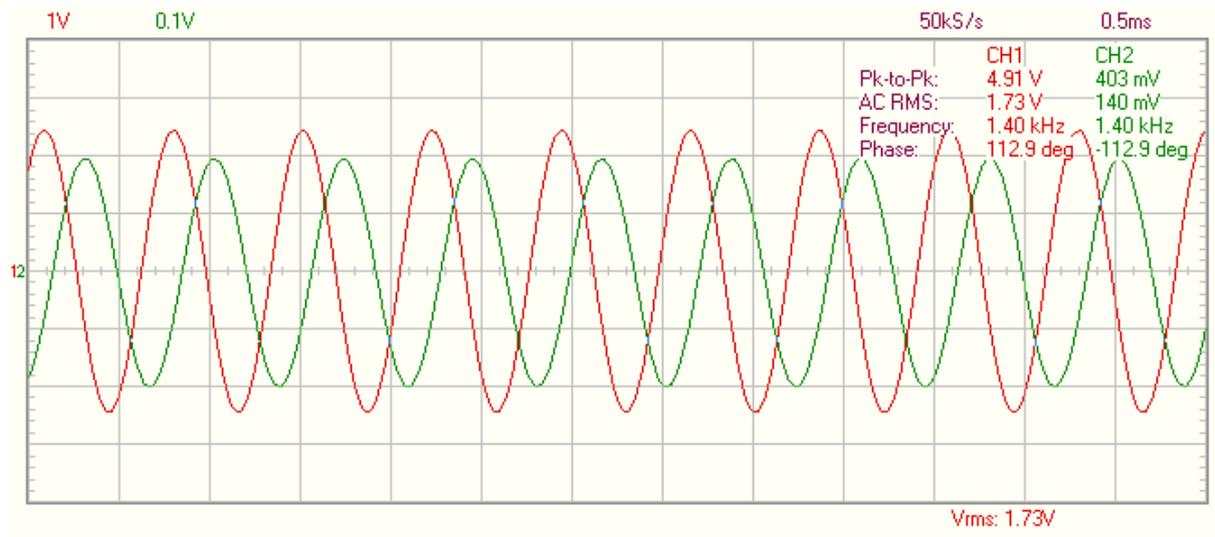
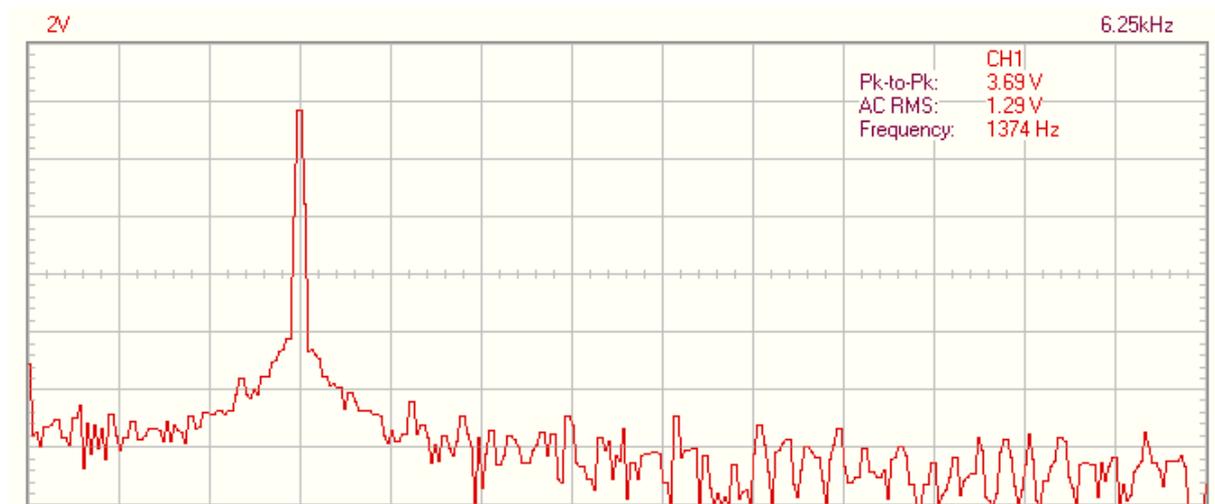
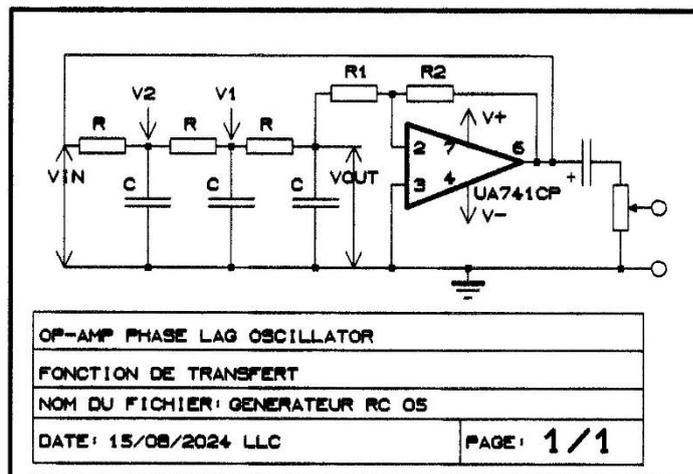


Figure 08. Phase Lag. Analyse spectrale du signal. Le pic est à 1374 Hz.



Annexe 2. Calcul de la fonction de transfert de l'oscillateur Phase Lag.



On va calculer la fonction de transfert de la boucle de déphasage de l'oscillateur Phase Lag. On se référera à la figure ci-dessus pour suivre les différentes étapes. On remarque tout de suite que l'on a affaire à un filtre passe-bas d'ordre 3. Ce développement mathématique est un grand classique... des écoles des écoles d'ingénieurs en électronique. Le calcul se fait en nombre complexes, mais cela ne devrait pas nous arrêter! Et on va utiliser le théorème de Millman, qui est un des grands outils des électroniciens. Ce théorème s'énonce comme ceci :

Dans un circuit électrique constitué de plusieurs branches en parallèle, chacune des branches comprenant une source de tension idéale en série avec un élément linéaire (R ou C ou L), la tension aux bornes des branches est égale à la somme des tensions divisées par l'impédance de chacune des branches, le tout divisé par la somme des inverses des impédances des branches. Plus simplement, on peut dire que c'est la somme des courants des branches divisée par la somme des admittances (inverse des impédances) des branches. Ce qui s'écrit

$$V = \frac{\sum \frac{E_i}{Z_i}}{\sum \frac{1}{Z_i}}$$

On va commencer par exprimer V1 en fonction de Vout. Pour cela, on va utiliser le pont diviseur de tension RC en sortie.

$$V_{out} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_r} * V1 = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} * V1 = \frac{1}{1 + j\omega C} * V1$$

$$\therefore V1 = V_{out}(1 + j\omega C)$$

Ceci est notre première équation.

On va ensuite exprimer V2 en fonction de Vout en utilisant le théorème de Millman en V1.

$$V1 = \frac{\frac{V2}{R} + \frac{V_{out}}{R} + \frac{0}{j\omega C}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{V2}{R} + \frac{V_{out}}{R}}{\frac{2}{R} + j\omega C} = \frac{V2 + V_{out}}{2 + j\omega CR}$$

$$V2 + V_{out} = V1(2 + j\omega CR)$$

$$V2 = V1(1 + j\omega CR) - V_{out}$$

En introduisant la valeur de V1 calculée ci-dessus, on obtient

$$\therefore V2 = V_{out}((1 + j\omega CR) * (2 + j\omega CR) - 1)$$

Ceci est notre deuxième équation.

On va maintenant exprimer Vin en fonction de Vout, puis Vin/Vout en utilisant à nouveau le théorème de Millman. Par analogie avec le développement ci-dessus, on a

$$V2 = \frac{V_{in} + V1}{2 + j\omega CR}$$

$$V_{in} = V2(2 + j\omega CR) - V1$$

$$V_{in} = V_{out} ((1 + jwCR) * (2 + jwCR) - 1) * (2 + jwCR) - V_{out}(1 + jwCR)$$

$$V_{in} = V_{out} ((1 + jwCR) * (2 + jwCR) - 1)(2 + jwcr) - (1 + jwCR))$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = (2 + 2jwCR + jwCR - w^2C^2R^2 - 1)(2 + jwCR) - (1 + jwCR)$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 + 6jwCR + 5(jwCR)^2 + (jwCR)^3$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{1 + 6jwCR - 5w^2C^2R^2 - jw^3C^3R^3}$$

Que l'on peut réécrire pour scinder la partie réelle de la partie imaginaire

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{1 - 5w^2C^2R^2 + j(6wCR - w^3C^3R^3)}$$

On va maintenant calculer la fréquence de résonance de la boucle de déphasage et le gain minimum requis pour que l'oscillation démarre. On peut s'y prendre de plusieurs façons, qui conduisent bien entendu au même résultat!

A la fréquence de résonance, la partie imaginaire est nulle et on a donc

$$6wCR - w^3C^3R^3$$

$$6 - w^2C^2R^2 = 0$$

$$w^2 = \frac{6}{C^2R^2}$$

$$w = 2\pi f = \frac{\sqrt{6}}{CR}$$

$$\therefore f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi CR}$$

On voit apparaitre un facteur $\sqrt{6}$ au numérateur qui implique que la fréquence de résonance de l'oscillateur Phase Lag est 6 fois plus élevée que pour l'oscillateur correspondant Phase Lead.

Pour que l'oscillateur démarre, il faut que le gain de l'amplificateur soit au moins égal à la perte de signal générée par la boucle de déphasage. Le gain de l'amplificateur est $-R2/R1$, avec un signe moins parce que on entre par la borne déphaseuse. On a donc

$$-\frac{R2}{R1} \geq 1 - 5w^2C^2R^2 \text{ avec } w^2 = \frac{6}{C^2R^2}$$

$$-R2 \geq (1 - 5 * 6) * R1$$

$$\therefore R2 \geq 29R1$$

On peut aussi procéder comme suit. On part du premier critère de Barkhausen, où β est le gain de l'amplificateur et H la fonction de transfert de la boucle de déphasage :

$$\beta * H = \left(-\frac{R2}{R1}\right) \left(\frac{1}{1 - 5w^2C^2R^2 + j(6wCR - w^3C^3R^3)}\right) = 1$$

Que l'on réécrit comme suit

$$-\frac{R2}{R1} + 0j = 1 - 5w^2C^2R^2 + j(6wCR - w^3C^3R^3)$$

En égalant les parties réelles et imaginaires de ces 2 nombres complexes, on a

$$0 = 6wCR - w^3C^3R^3$$

$$6 - w^2C^2R^2 = 0$$

$$w^2 = \frac{6}{C^2R^2}$$

$$w = 2\pi f = \frac{\sqrt{6}}{CR}$$

$$\therefore f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi CR}$$

Et pour trouver le gain minium de l'amplificateur

$$-\frac{R2}{R1} \geq 1 - 5w^2C^2R^2 \text{ avec } w^2 = \frac{6}{C^2R^2}$$

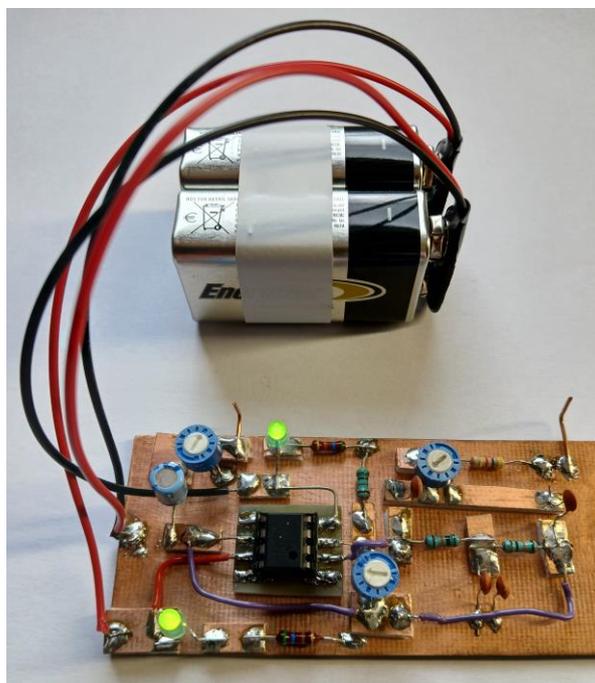
$$-R2 \geq (1 - 5 * 6) * R1$$

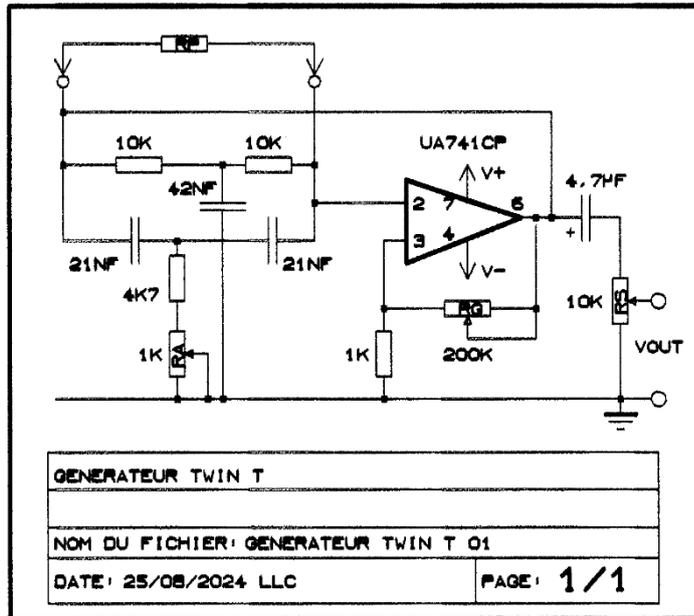
$$\therefore R2 \geq 29R1$$

3- Oscillateur Filtre en Double T Ponté ou Twin T.

Introduction.

On a construit un oscillateur de type double boucle en T ponté, ou plus simplement Twin-T Oscillator en Anglais. C'est aussi un oscillateur de type RC et il ne contient donc que des résistances et des condensateurs. Le montage est facile à réaliser et fonctionne du premier coup. L'alimentation est de type symétrique de +6/-6 VCC à +15/-15 VCC. Le schéma de réalisation se trouve ci-dessous. Quelques données oscilloscope et le développement de la fonction de transfert sont en annexe.





Réalisation.

Comme tous les oscillateurs RC, l'oscillateur Twin-T est constitué d'une boucle de retour et d'un amplificateur. La boucle de retour est en fait la superposition d'un filtre passe haut en T et d'un filtre passe bas en T. La combinaison des deux donne un filtre coupe bande. Comme amplificateur, on a utilisé un Op-Amp UA741CP. Dans le schéma, on trouve un potentiomètre ajustable (Rg) de 200 K pour le contrôle du gain et un autre potentiomètre ajustable (Ra) de 1 k pour ajuster la résistance R/2 à la masse. On a ajouté un potentiomètre ajustable de 10 K (Rs) pour contrôler le niveau de sortie. Ce qui est pratique pour faire des observations à l'oscilloscope. On remarquera que dans ce cas l'Op-Amp est « un tout petit peu chargé » !

On a construit l'oscillateur à la mode Manhattan. C'est plus facile pour la disposition des composants, pour expérimenter et pour corriger les éventuelles erreurs de montage.

Démarrage de l'oscillateur.

Dans la littérature, on indique que ces oscillateurs RC démarrent spontanément à cause du bruit thermique ou des extra courants d'ouverture à la mise sous tension. Cela semble effectivement bien être le cas. Pour démarrer l'oscillateur, on a procédé comme suit. On met les potentiomètres de sortie (Rs) et d'ajustement de la résistance R/2 (Ra) en position moyenne. On met le potentiomètre du gain (Rg) au maximum, soit 200 K. On met sous tension. On tourne le potentiomètre du gain pour en réduire la résistance. L'oscillateur démarre « brusquement » à 78 K et on obtient une belle sinusoïde en sortie.

Variation de la fréquence.

La fréquence théorique se calcule comme suit, avec R = 10000 Ohms et C = 21000 pF

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi * 10000 * 21000 \text{ exp} - 12} = 758 \text{ Hz.}$$

En pratique l'oscillateur démarre avec une fréquence de 775 Hz pour Rg = 78 K et on note une valeur de 756 Hz pour Rg = 54 K. L'accord théorie pratique est très correct du moins au démarrage de

l'oscillateur. En dessous de 37 K le signal prend progressivement une forme carrée et la fréquence diminue considérablement. Ces observations sont rapportées dans le tableau ci-dessous.

Dans le tableau ci-dessous, on peut également voir que la fréquence de l'oscillateur ne semble pas dépendre significativement de la tension d'alimentation, ni de la valeur du potentiomètre Ra d'ajustement de la résistance R/2.

Influence tension alimentation VCC				
VCC	Rg	Rf	Fo	VPP (2)
+3/-3	37 K	5120	749	1.95
+6/-6	37 K	5120	730	4.43
+9/-9	37 K	5120	728	7.40
+12/-12	37 K	5120	724	9.82
+15/-15	37 K	5120	730	12.85
Influence du réglage Rg (gain)				
VCC	Rg	Rf	Fo	VPP (2)
+9/-9	104 K	5120	NA	NA
+9/-9	78 k	5120	775	0.82
+9/-9	54 K	5120	756	2.73
+9/-9	37 K	5120	697	13.60
+9/-9	7 K (1)	5120	618	15.50
Influence du réglage Ra (ajustement de R/2)				
VCC	Rg	Rf	Fo	VPP (2)
+9/-9	37 K	4020	734	8.37
+9/-9	37 K	4480	721	8.62
+9/-9	37 K	4880	712	8.21
+9/-9	37 K	5280	707	8.05
+9/-9	37 K	5680	730	2.65

Note (1) : en dessous de 37 k, le signal perd progressivement sa forme sinusoïdale et se transforme en onde carrée.

Note (2) : les valeurs de tension de sortie VPP dépendent bien entendu du réglage du potentiomètre de sortie Rs!

Le pontage de la boucle supérieure.

On peut faire varier la fréquence de l'oscillateur en pontant la boucle supérieure avec une résistance, comme montré sur le schéma. Dans ce cas, la fréquence augmente selon la formule suivante, avec Rp la résistance de pontage

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} * \sqrt{\frac{R_p + 2R}{R_p}}$$

Quelques résultats sont repris dans le tableau ci-dessous. La concordance est plutôt bonne pour Rp > 10000 Ohms. En dessous de 10000 Ohms, l'oscillateur démarre directement en onde carrée de basse fréquence. Le pont permet donc en gros de doubler la fréquence de l'oscillateur tout en restant en régime sinusoïdal. VCC = +9/-9V R = 10000 Ohms C = 21000 pF Rg = 54000 Ohms

Rp	$\sqrt{\frac{Rp + 2R}{Rp}}$	Fo Calculé	Fo Mesuré	Ecart en %
infini	1	758	775	+2.2
22000	1.38	1047	1065	+1.9
10000	1.73	1312	1350	+2.9
4700	2.29	1774	NA	NA

On remarque que l'influence du pont diminue lorsque la résistance augmente. Pour les très grandes valeurs de Rp, le terme sous la racine carrée s'approche de 1 et on retrouve la valeur de fréquence de départ.

Conclusions.

Voici un petit montage qui en vaut la peine. Facile et rapide à construire. Il permet de se familiariser avec la combinaison de filtre passe haut et passe bas. L'oscillateur est plutôt stable dans le temps. On peut aussi de regarder le signal à l'oscilloscope et estimer la qualité du signal en sortie.

Annexe 1 : observations à l'oscilloscope.

Figure 01. Trace oscilloscope pour VCC +9-V/-9 V, Rg = 57 K et Ra=5120 Ohms

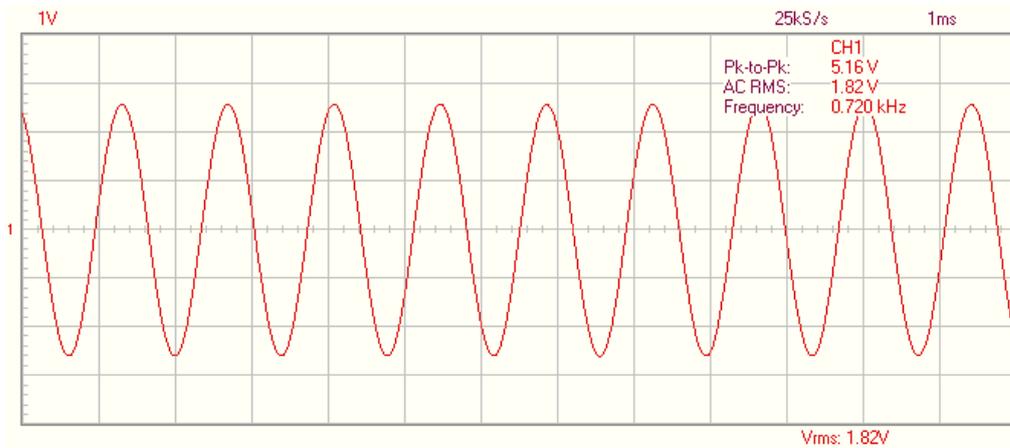


Figure 02. Trace oscilloscope pour VCC +9/-9 Volts, Rg =7 K et Ra = 5120 Ohms.



Figure 03. Analyse spectrale pour VCC +9-V/-9 V, Rg = 57 K Ra =5120 Ohms

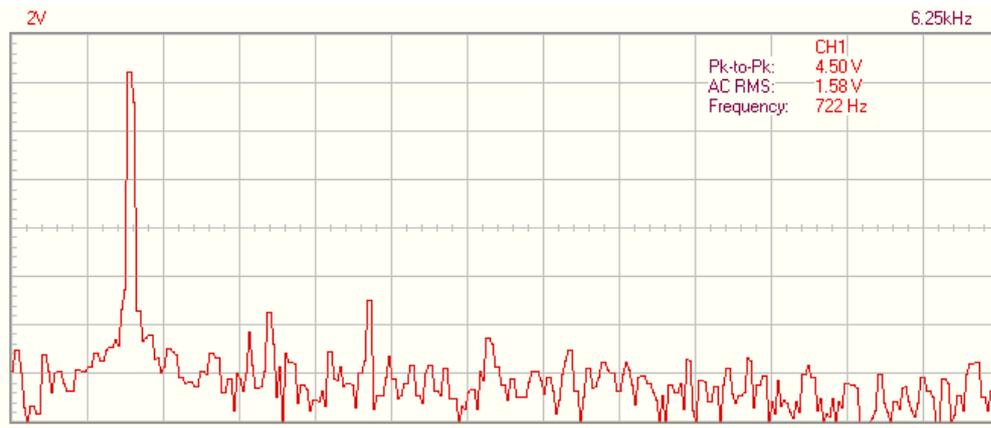


Figure 04 : Entrée boucle T en vert et sortie boucle T en rouge. Atténuation = 51.

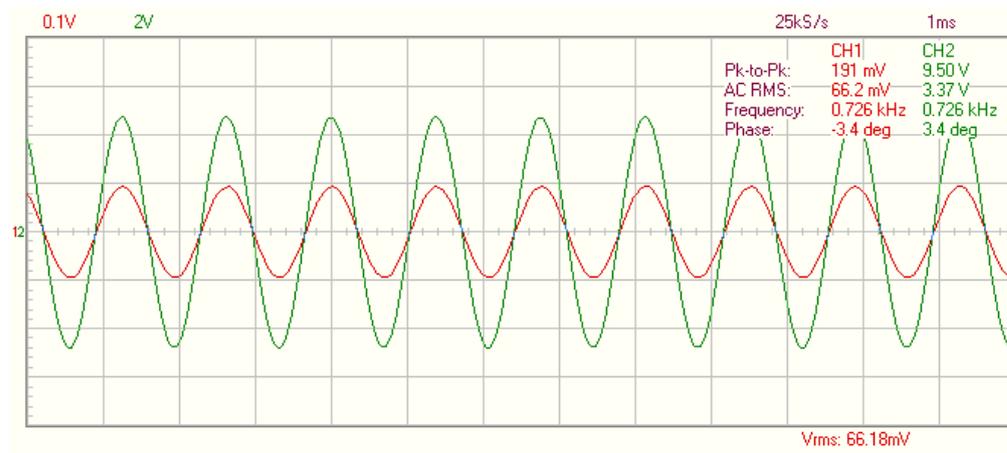


Figure 05 : Entrée déphaseuse en vert et sortie Op-Amp en rouge. Gain = 27.

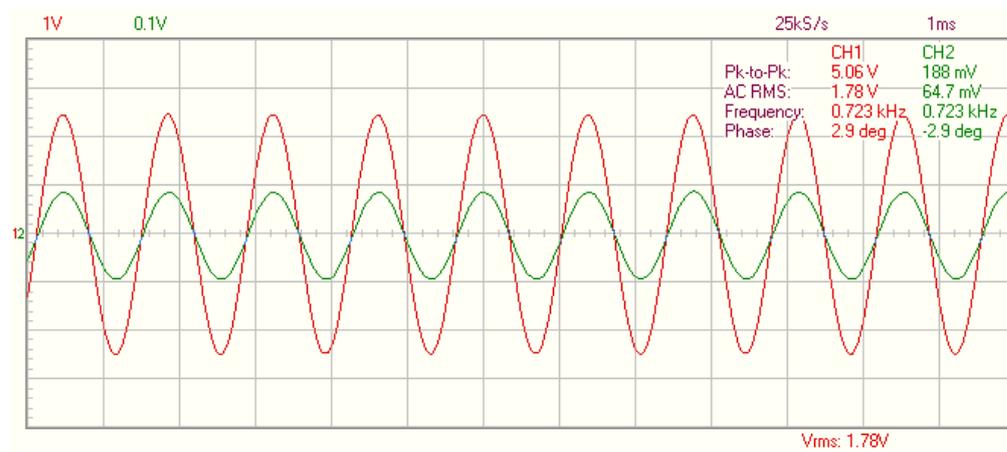
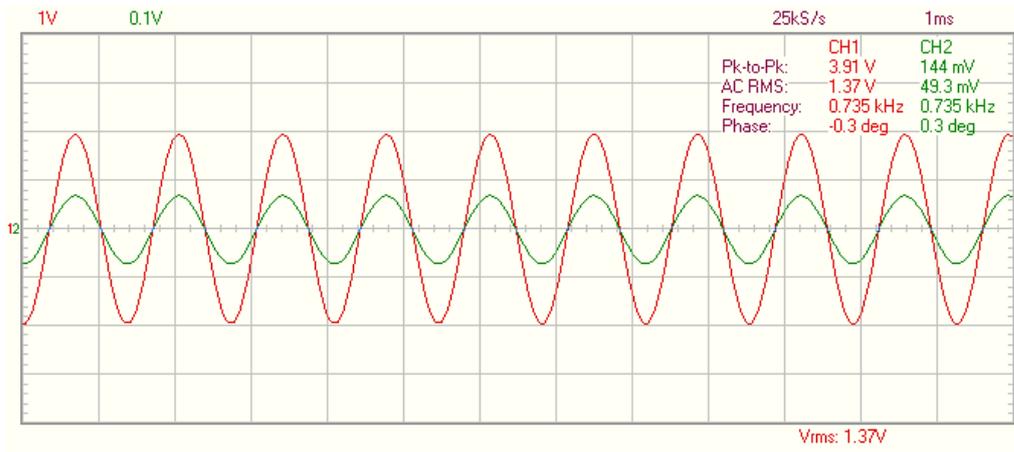
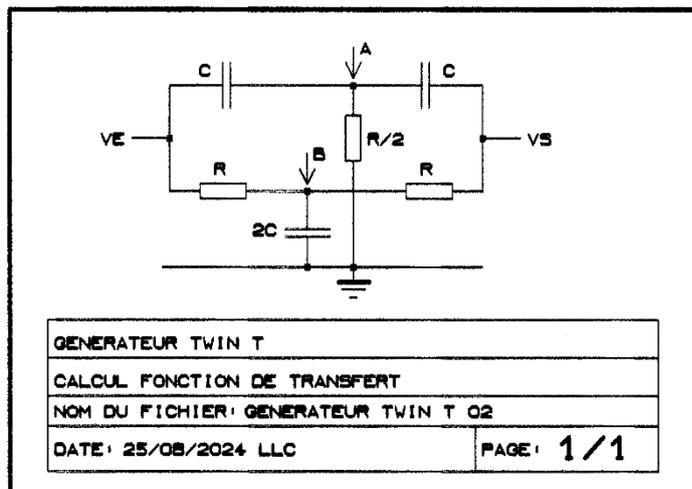


Figure 06 : Entrée non déphaseuse en vert et sortie Op-Amp en rouge. Gain = 27.



Annexe 2 : calcul de la fonction de transfert pour l'oscillateur Twin T.



On va calculer la fonction de transfert de la boucle double T ponté. On se réfère à la figure ci-dessus pour identifier les différentes étapes. On remarque tout d'abord que le courant de sortie de cette boucle double T ponté est nul. Et on va appliquer le théorème de Millman aux points A et B. Tous ces calculs se font en nombres complexe. On exprimera la norme (ou le module) de cette fonction de transfert à la fin.

Appliquons le théorème de Millman au point A.

$$V_a = \frac{jwC(V_s + V_i)}{2jwC + \frac{2}{R}} = \frac{jwCR}{2jwCR + 2}$$

Appliquons maintenant le théorème de Millman au point B.

$$V_b = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + 2jwC} = \frac{\frac{V_e + V_s}{R}}{\frac{2}{R} + 2jwC} = \frac{V_e + V_s}{2jwCR + 2}$$

Le courant de sortie de la double boucle est nul, ce qui nous permet d'écrire

$$\frac{Va - Vs}{\frac{1}{j\omega C}} + \frac{Vb - Vs}{R} = 0$$

$$j\omega C(Va - Vs) + \frac{Vb - Vs}{R} = 0$$

$$j\omega CR(Va - Vs) + (Vb - Vs) = 0$$

$$\therefore j\omega CR * Va - j\omega CR * Vs + Vb - Vs = 0$$

On va maintenant introduire les valeurs de Va et Vb que l'on a calculées ci-dessus. Et puis on exprimera la fonction de transfert qui est le rapport Vs/Ve.

$$j\omega CR * \frac{j\omega CR(Ve + Vs)}{2j\omega CR + 2} - j\omega CRVs + \frac{Ve + Vs}{2j\omega CR + 2} - Vs = 0$$

$$\frac{j^2\omega^2 C^2 R^2 (Ve + Vs) - (j\omega CRVs)(2j\omega CR + 2) + Ve + Vs - Vs(2j\omega CR + 2)}{2j\omega CR + 2}$$

$$\frac{-\omega^2 C^2 R^2 (Ve + Vs) - (-2\omega^2 C^2 R^2 Vs + 2j\omega CRVs) + Ve + Vs - 2Vs - 2j\omega CRVs}{2j\omega CR + 2}$$

$$\frac{-\omega^2 C^2 R^2 Ve - \omega^2 C^2 R^2 Vs + 2\omega^2 C^2 R^2 Vs - 2j\omega CRVs + Ve + Vs - 2Vs - 2j\omega CRVs}{2j\omega CR + 2} = 0$$

$$\frac{Ve(1 - \omega^2 C^2 R^2)}{2j\omega CR + 2} = \frac{Vs(-\omega^2 C^2 R^2 + 4j\omega CR + 1)}{2j\omega CR + 2}$$

$$Ve(1 - \omega^2 C^2 R^2) = Vs(-\omega^2 C^2 R^2 + 4j\omega CR + 1)$$

$$\therefore \frac{Vs}{Ve} = H = \frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{1 + 4j\omega CR - \omega^2 C^2 R^2}$$

On va enfin calculer la norme ou le module de la fonction de transfert.

$$\text{Module } H = \frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{\sqrt{(1 - \omega^2 C^2 R^2)^2 + (4\omega CR)^2}}$$

On voit tout de suite que la fonction de transfert est nulle pour la fréquence de résonance

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

On voit également que la fonction de transfert tend vers 1 lorsque la fréquence tend vers zéro ou l'infini.

On peut également reprendre le calcul de la fonction de transfert dans le cas où on ajoute un pont Rp comme décrit ci-dessus. Le calcul est un peu plus difficile. Il faut appliquer le théorème de Millman une troisième fois au point Vs, pour tenir compte du pont Rp. Ceci fera peut-être bien l'objet d'une autre édition!

Références.

- 1- Wien Bridge Oscillator Tutorial and Theory sur WWW.electronics-tutorials
- 2- Wien Bridge Sine Wave Oscillator sur WWW.simonbramble.co.uk
- 3- Electronique – Réalisations – Générateur Audio 10 sur Sonelec Musique
- 4- L'oscillateur à pont de Wien CPGE PSI 2020-2021 du Lycée Jean Perrin
- 5- LM386 datasheet Texas Instruments
- 6- The RC Oscillator Circuit sur www.electronics-tutorials.ws
- 7- RC Phase Shift Oscillator Circuit using Op-Amp sur <https://circuitdigest.com>
- 8- RC Phase Shift Oscillator using Op-Amp sur <https://circuits-dit.com>
- 9- RC Phase Shift Oscillator using Op-Amp sur <https://eeeguide.com>
- 10- Understanding RC Phase Shift Oscillators sur <https://hardwarebee.com>
- 11- RC Phase Shift Oscillator Design sur <https://resources.system-analysis.cadence.com>
- 12- Filtre en double T ponté sur Ressources.univ-lemans.fr
- 13- Twin T Oscillator sur www.electronics-tutorials.ws
- 14- Digischool Physique Chime sur www.ilephysique.net

Compilation de textes séparés rédigés par LLC le 25.05.2025.